

Express Mail Label No. EV306257365US

PATENT  
Attorney Docket No. D3301-00132

**IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

In re Application of: Toshikazu Fujiyoshi et al.

Serial No.: not yet known

Group Art Unit: not yet known


Filed: herewith

Examiner: not yet known

For: POWER SUPPLY APPARATUS

Mail Stop Patent Application  
Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service on the date shown below with sufficient postage as "Express Mail Post Office to Addressee" using Express Mail Label No. EV306257365US under 37 CFR 1.10 addressed to Mail Stop Patent Application, Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450

3/2/04  
Date  
  
Elizabeth Orleman

Sir:

**TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT**

Attached please find a certified copy of the foreign application from which priority is claimed for this case:

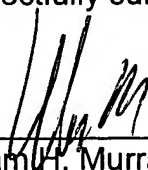
<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Filing Date</u>
Japan	2003-057060	March 4, 2003

Dated: 3/2/04

DUANE MORRIS LLP  
One Liberty Place  
Philadelphia, Pennsylvania 19103-7396  
(215) 979-1264 (Telephone)  
(215) 979-1020 (Fax)

PHI\1178303.1

Respectfully submitted,

  
William H. Murray, Esquire  
Registration No. 27,218  
Attorney for Applicants



日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日                      2 0 0 3 年    3 月    4 日  
Date of Application:

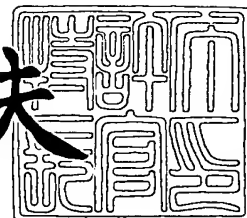
出 願 番 号                      特 願 2 0 0 3 - 0 5 7 0 6 0  
Application Number:  
[ST. 10/C] :                      [ J P 2 0 0 3 - 0 5 7 0 6 0 ]

出      願      人                      株式会社三社電機製作所  
Applicant(s):

2 0 0 4 年    2 月 1 7 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号    出証特 2 0 0 4 - 3 0 1 0 1 7 3



【書類名】 特許願

【整理番号】 PK147

【提出日】 平成15年 3月 4日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 7/155

【発明者】

    【住所又は居所】 大阪府大阪市東淀川区西淡路 3 丁目 1 番 5 6 号 株式会  
社三社電機製作所内

    【氏名】 藤吉 敏一

【発明者】

    【住所又は居所】 大阪府大阪市東淀川区西淡路 3 丁目 1 番 5 6 号 株式会  
社三社電機製作所内

    【氏名】 森本 健次

【発明者】

    【住所又は居所】 大阪府大阪市東淀川区西淡路 3 丁目 1 番 5 6 号 株式会  
社三社電機製作所内

    【氏名】 浜田 聰

【特許出願人】

    【識別番号】 000144393

    【氏名又は名称】 株式会社三社電機製作所

【代理人】

    【識別番号】 100090310

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 木村 正俊

    【連絡先】 電 話 0 7 8 - 3 3 4 - 7 3 0 8  
F A X 0 7 8 - 3 3 4 - 7 3 1 8

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 142713

    【納付金額】 21,000円



## 【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0007181

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 電源装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電源と、

この直流電源の両端間に直列に接続された第 1 及び第 2 の電流通過素子を有する直列回路と、

前記直流電源の両端間に直列に接続されて交互に導通する第 1 及び第 2 の半導体スイッチング素子と、

第 1 及び第 2 の電流通過素子の相互接続点と、第 1 及び第 2 の半導体スイッチング素子の相互接続点との間に接続された負荷と、

第 1 の半導体スイッチング素子に並列に接続され、第 1 のスナバコンデンサと、これに直列に且つ第 1 の半導体スイッチング素子が非導通時に第 1 のスナバコンデンサを充電する方向性に接続された第 1 のスナバ単方向性導通素子とを含む第 1 のスナバ回路と、

第 2 の半導体スイッチング素子に並列に接続され、第 2 のスナバコンデンサと、これに直列に且つ第 2 の半導体スイッチング素子が非導通時に第 2 のスナバコンデンサを充電する方向性に接続された第 2 のスナバ単方向性導通素子とを含む第 2 のスナバ回路と、

前記直流電源と第 1 のスナバコンデンサとの間に設けられた第 1 の回生経路と、

前記直流電源と第 2 のスナバコンデンサとの間に設けられた第 2 の回生経路とを、具備し、

第 1 の回生経路は、第 1 のスナバコンデンサと第 1 のスナバ単方向性導通素子との相互接続点と、前記直流電源との間に接続され、第 1 の半導体スイッチング素子が導通しているとき、前記負荷の電圧を変換して、第 1 の回生経路に供給する第 1 の電圧誘起手段を有し、

第 2 の回生経路は、第 2 のスナバコンデンサと第 2 のスナバ単方向性導通素子との相互接続点と、前記直流電源との間に接続され、第 2 の半導体スイッチング素子が導通しているとき、前記負荷の電圧を変換して、第 2 の回生経路に供給す

る第 2 の電圧誘起手段を有している  
電源装置。

【請求項 2】 請求項 1 記載の電源装置において、前記負荷は、2 次側に整流手段が設けられている第 1 の変圧器を有している電源装置。

【請求項 3】 請求項 1 記載の電源装置において、第 1 及び第 2 の電圧誘起手段に直列に単方向性導通素子とリアクトルとが設けられている電源装置。

【請求項 4】 請求項 3 記載の電源装置において、前記第 1 及び第 2 の電圧誘起手段は、第 2 の変圧器の 2 次巻線であって、前記リアクトルは前記 2 次巻線の漏れインダクタンスである電源装置。

【請求項 5】 請求項 2 記載の電源装置において、第 1 及び第 2 の電圧誘起手段は、互いに共通の鉄心を有している第 1 の変圧器の 2 つの 2 次巻線である電源装置。

【請求項 6】 請求項 2 記載の電源装置において、第 1 及び第 2 の電圧誘起手段及び第 1 の変圧器の 1 次巻線と、鉄芯とが共用化されている電源装置。

【請求項 7】 請求項 1 記載の電源装置において、第 1 及び第 2 の半導体スイッチング素子に逆並列に第 1 及び第 2 の単方向性導通素子が接続されている電源装置。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0 0 0 1】

#### 【発明の属する技術分野】

本発明は、直流電源装置に関し、特にインバータを使用した直流電源装置に関する。

##### 【0 0 0 2】

#### 【従来の技術】

インバータを使用した直流電源装置は、例えば溶接機、光源、表面処理機等の電源装置として使用されることがある。図 7 に、このような直流電源装置の 1 例を示す（特願平 2 0 0 2 - 1 3 7 1 0 号参照）。

##### 【0 0 0 3】

この直流電源装置は、例えば商用交流電源を整流及び平滑した直流電源 2 を有

している。この直流電源装置 2 の正負両端間に、直列に第 1 及び第 2 の電流通過素子、例えばコンデンサ 4、6 が接続されている。直流電源装置 2 の正負両端間には、半導体スイッチング素子、例えば IGBT 8、10 の導電路、例えばコレクタ・エミッタ導電路も直列に接続されている。IGBT 8、10 のゲートには、図示しない制御手段から休止期間を挟んで交互に制御信号が供給される。IGBT 8、10 は、制御信号が供給されている期間、導通する。

#### 【0004】

コンデンサ 4、6 の相互接続点と、IGBT 8、10 のコレクタ・エミッタ導電路の相互接続点との間に、変圧器 12 の 1 次巻線 12 P が接続されている。変圧器 12 の 2 次巻線 12 S には、整流手段、例えばダイオード 14、16 のアノードが接続され、それらのカソードが互いに接続され、平滑手段、例えば平滑用リアクトル 18 を介して負荷 20 の一端に接続されている。負荷 20 の他端は、2 次巻線 12 S の中間タップに接続されている。コンデンサ 4、6、IGBT 8、10 によって、いわゆるハーフブリッジ型のインバータが構成されている。

#### 【0005】

IGBT 8、10 のコレクタ・エミッタ導電路に逆並列に、第 1 及び第 2 の単方向性導通素子、例えばフリーホイールダイオード 22、24 が接続されている。また、IGBT 8、10 には、並列にスナバ回路 26、28 も接続されている。

#### 【0006】

スナバ回路 26 は、IGBT 8 のコレクタ側に一端が接続されたコンデンサ 32 を含んでいる。コンデンサ 32 の他端側には、単方向性導通素子、例えばダイオード 34 のアノードが接続され、そのカソードが IGBT 8 のエミッタに接続されている。このダイオード 34 に並列に抵抗器 36 が接続されている。同様に、スナバ回路 28 も、コンデンサ 38、ダイオード 40 及び抵抗器 42 によって構成されている。

#### 【0007】

この直流電源装置では、IGBT 8 が導通したとき、コンデンサ 4 の正極から電流が IGBT 8、変圧器 12 の 1 次巻線 12 P、コンデンサ 4 の負極に流れる

。IGBT10が導通したとき、コンデンサ6の正極から変圧器12の1次巻線12P、IGBT10、コンデンサ6の負極に電流が流れる。即ち、変圧器12の1次巻線12Pには、交互に極性が変化する電流が流れる。これに伴い変圧器12の2次巻線12Sに交流電流が流れ、これがダイオード14、16で整流され、平滑用リアクトル18によって平滑され、負荷20に供給される。

#### 【0008】

IGBT8が導通状態から非導通状態に変化したとき、コンデンサ32、ダイオード34に電流が流れて、コンデンサ32が充電される。IGBT8が導通時には、コンデンサ32に充電された電荷に基づいて、IGBT8のコレクタ・エミッタ導電路に放電電流が流れるが、この放電電流を抵抗器36が抑制している。IGBT10も同様に動作する。

#### 【0009】

##### 【発明が解決しようとする課題】

この直流電源装置では、IGBT8、10が導通状態から非導通状態に変化したとき、コンデンサ32、38によって、これらのエミッタ・コレクタの電圧上昇が抑えられているので、スイッチング損失を軽減させることができる。しかし、IGBT8、10が非導通状態から導通状態に変化するとき、コンデンサ32、38の電荷が抵抗器36、42において熱として消費される。その分、効率が低下すると共に、抵抗器36、42が発熱するために、抵抗器36、42を大型のものとしなければならず、そのため、この直流電源装置自体も大型になっていた。

#### 【0010】

本発明は、効率を向上させると共に、小型化を図ることができる直流電源装置を提供することを目的とする。

#### 【0011】

##### 【課題を解決するための手段】

本発明の電源装置は、直流電源を有している。この直流電源の両端間に直列回路が設けられている。この直列回路は、直列に接続された第1及び第2の電流通過素子を有している。第1及び第2の電流通過素子としては、コンデンサを使用



することもできるし、或いは半導体スイッチング素子を使用することもできる。前記直流電源の両端間に直列に第1及び第2の半導体スイッチング素子が接続されている。これらスイッチング素子は交互に導通する。一方のスイッチング素子が導通して、他方のスイッチング素子が導通するまでの間に両者が導通しない休止期間を設けることもできる。第1及び第2の電流通過素子の相互接続点と、第1及び第2の半導体スイッチング素子の相互接続点との間に負荷が接続されている。負荷としては、後述するように2次側に整流手段を備えた第1の変圧器を備えたものとすることもできるし、モータ等を使用することもできる。第1の半導体スイッチング素子に並列に第1のスナバ回路が設けられている。このスナバ回路は、第1のスナバコンデンサと、これに直列に且つ第1の半導体スイッチング素子が非導通時に第1のスナバコンデンサを充電する方向性に接続された第1のスナバ単方向性導通素子とを含んでいる。同様に、第2の半導体スイッチング素子に並列に第2のスナバ回路が接続されている。第2のスナバ回路も、第2のスナバコンデンサと、これに直列に且つ第2の半導体スイッチング素子が非導通時に第2のスナバコンデンサを充電する方向性に接続された第2のスナバ単方向性導通素子とを含んでいる。直流電源と第1のスナバコンデンサとの間に第1の回生経路が設けられている。前記直流電源と第2のスナバコンデンサとの間に第2の回生経路が設けられている。第1の回生経路は、第1のスナバコンデンサと第1のスナバ単方向性導通素子との相互接続点と、前記直流電源との間に第1の電圧誘起手段が接続されている。第1の電圧誘起手段は、第1の半導体スイッチング素子が導通しているとき、前記負荷の電圧を変換して、第1の回生経路に供給する。第2の回生経路は、第2のスナバコンデンサと第2のスナバ単方向性導通素子との相互接続点と、前記直流電源との間に第2の電圧誘起手段が接続されている。第2の電圧誘起手段は、第2の半導体スイッチング素子が導通しているとき、前記負荷の電圧を変換して、第2の回生経路に供給する。

#### 【0012】

このように構成された電源装置では、第1及び第2のスナバコンデンサに、第1及び第2の半導体スイッチング素子が非導通となるときに、電荷が充電されて、第1及び第2の半導体スイッチング素子の電圧上昇が抑圧されている。第1及

び第2のスナバコンデンサの充電電荷は、第1及び第2の半導体スイッチング素子の導通時に第1及び第2の回生経路によって直流電源側に回生される。従って、第1及び第2の半導体スイッチング素子及び第1及び第2の電流通過素子によって構成されているインバータの効率を向上させることができる上に、第1及び第2のスナバコンデンサの電荷を消費させるための大型の抵抗器が不要になり、インバータを小型化することができる。しかも回生させるための電源は、第1及び第2の電圧誘起手段によって負荷の電圧を利用しているので、別途回生用の電源を設ける必要はない。

#### 【0013】

負荷は、2次側に整流手段が設けられている第1の変圧器を有しているものとすることもできる。このように構成すると、負荷は直流によって動作するものとできるので、例えば溶接機等の直流電源として、本電源装置を使用することができる。

#### 【0014】

第1及び第2の電圧誘起手段に直列に単方向性導通素子とリアクトルとを設けることもできる。このように構成すると、スナバコンデンサとリアクトルとによって電流振動が生じるが、単方向性導通素子によって直流電源側に回生される。

#### 【0015】

第1及び第2の電圧誘起手段は、第2の変圧器の2次巻線とすることがある。この場合、第2の変圧器の1次巻線は、第1の変圧器の2次巻線に接続される。前記リアクトルには2次巻線の漏れインダクタンスを使用する。このように構成すると、変圧器の漏れインダクタンスを使用しているので、別途にリアクトルを設ける必要が無く、電源装置の小型化を図ることができる。

#### 【0016】

第1及び第2の電圧誘起手段を、互いに共通の鉄心を有している第1の変圧器の2つの2次巻線とすることができる。このように構成すると、第1及び第2の電圧誘起手段を共通の鉄芯を有している変圧器で構成しているので、この電源装置を小型化することができる。

#### 【0017】

第1及び第2の電圧誘起手段及び第1の変圧器の1次巻線と、鉄芯とを共用化することができる。このように構成すると、第1及び第2の変圧器を共有にすることができるので、この電源装置を小型化することができる。

#### 【0018】

第1及び第2の半導体スイッチング素子に逆並列に第1及び第2の単方向性導通素子を接続することができる。

#### 【0019】

##### 【発明の実施の形態】

本発明の第1の実施の形態の直流電源装置は、図1に示すように、図7の直流電源装置に、新たに回生経路50を設けたものである。図7に示した直流電源装置の構成要素と同一の構成要素には、同一符号を付して、その説明を省略する。

#### 【0020】

回生経路50では、スナバ回路26のスナバコンデンサ32とダイオード34のアノードとの接続点に、単方向性素子、例えばダイオード52のカソードが接続されている。このダイオード52のアノードは、リアクトル60、第1の電圧誘起手段、例えば変圧器54の2次巻線54saを介して直流電源2の負極に接続されている。これによって、回生経路50の第1の経路が形成されている。リアクトル60には、2次巻線54saの漏れインダクタンスを使用することができる。

#### 【0021】

同様に、回生経路50では、スナバ回路28のダイオード40のカソードとスナバコンデンサ38との接続点に、単方向性素子、例えばダイオード58のアノードが接続されている。このダイオード58のカソードは、リアクトル62、第2の電圧誘起手段、例えば変圧器54の2次巻線54sbを介して直流電源2の正極に接続されている。これによって、回生経路50の第2の経路が形成されている。リアクトル62も、2次巻線54sbの漏れインダクタンスを使用することができる。

#### 【0022】

変圧器54の1次巻線54pは、変圧器12の2次巻線12sに接続されてい

る。変圧器 54 では、1 次巻線 54 p、2 次巻線 54 s a、54 s b は、共通の鉄芯に巻回されている。

#### 【0023】

第 1 の変圧器である変圧器 12 の 1 次巻線 12 P の両端間に、抵抗器 66 とコンデンサ 68 の直列回路が接続されている。この直列回路は、IGBT 8、10 の寄生容量や変圧器 12 の漏れインダクタンスによって発生する寄生振動を抑圧するためのダンピング回路である。

#### 【0024】

IGBT 8、10 は、制御手段からの制御信号が供給されている期間、導通する。この制御信号は、例えば IGBT 8 に供給された後、休止期間をおいた後に、IGBT 10 に供給され、休止期間において IGBT 8 に供給されることを繰り返す。

#### 【0025】

変圧器 54 の 2 次巻線 54 s a、54 s b の電圧は、変圧器 12 の 2 次巻線 12 S の電圧を変換したもので、直流電源 2 の電圧  $E_1$  の  $1/2$  になるように、1 次巻線 54 p、2 次巻線 54 s a、54 s b の巻数比が、設定されている。2 次巻線 54 s a、54 s b の極性は逆極性であり、IGBT 8 が導通時にはダイオード 52 が導通する方向に 2 次巻線 54 s a の極性方向が定められ、IGBT 10 が導通時にはダイオード 58 が導通する方向に 2 次巻線 54 s b の極性方向が定められている。従って、ダイオード 52 が導通時には、ダイオード 58 が阻止状態になり、ダイオード 58 が導通時にはダイオード 52 が阻止状態となる。

#### 【0026】

図 2 に示す時刻  $t_0$  よりも前には、IGBT 8、10 のゲートには制御信号は供給されて無く、IGBT 8 のコレクタ・エミッタ間には、電源 2 の電圧  $E_1$  が印加され、スナバコンデンサ 32 の両端間電圧も  $E_1$  であるとする。この電圧  $E_1$  が IGBT 8 のコレクタ・エミッタ間に印加されるのは、変圧器 12 の漏れインダクタンスや励磁インダクタンスの影響による。なお、IGBT 8、10 は、180 度の位相差をもって駆動されるので、コンデンサ 4、6 の電圧は、それぞれ  $E_1/2$  に保持される。

## 【0027】

時刻  $t_0$  において、図 2 (a) に示すように、IGBT 8 に制御信号が供給されて、IGBT 8 が導通する。これによって、負荷電流がコンデンサ 4 の正極側から IGBT 8 のコレクタ・エミッタ、変圧器 12 の 1 次巻線 12 p を介してコンデンサ 4 の負極側に流れる。

## 【0028】

時刻  $t_1$  において、変圧器 54 の 2 次巻線 54 s a に電圧  $E_1/2$  が発生すると、コンデンサ 32 の両端間電圧と 2 次巻線 54 s a の電圧との合成値が直流電源 2 の電圧  $E_1$  よりも高いので、直流電源 2 にリアクトル 60、変圧器 54、ダイオード 52 を介して放電が行われる。これは、スナバコンデンサ 32 とリアクトル 60 との振動現象により時刻  $t_1$  のスナバコンデンサ 32 と電源 2 との間の電位差が  $E_1/2$  であるので、スナバコンデンサ 32 の蓄積エネルギーは直流電源 2 に全て回収される。従って、抵抗器等によって放電電流が熱として消費されることが無く、この電源装置の効率が向上する。さらに、発熱に耐える大型の抵抗器を使用する必要がないので、この直流電源装置を小型化することができる。

## 【0029】

放電電流は、スナバコンデンサ 32、リアクトル 60 を流れるので、放電電流は正弦波状である。そのうちの正の極性のものがダイオード 52 によって放電される。この放電は時刻  $t_2$  に終了する。この放電電流によって変圧器 54 の 1 次巻線 54 p から変圧器 12 の 2 次巻線 12 s に電流が流れる。その結果、変圧器 12 の 1 次巻線 12 p の 1 次電流、即ち IGBT 8 のコレクタ電流が増加する。即ち、放電電流によって変圧器 54、変圧器 12 を介して電流変換され、IGBT 8 のコレクタ電流に加算される。図 2 (e) に IGBT 8 を流れる電流。(g) にダイオード 52 に流れる放電電流を示す。

## 【0030】

時刻  $t_3$  において、IGBT 8 への制御信号が消失して、IGBT 8 が非導通状態になる。このとき、スナバコンデンサ 32 の充電が開始され、コンデンサ 32、1 次巻線 12 p を介して充電電流が流れる。IGBT 8 のコレクタ・エミッタ間の電圧は、スナバコンデンサ 32 の充電に伴って徐々に上昇する。この状態

を図 2 (c) に示す。このように徐々に IGBT 8 のコレクタ・エミッタ間電圧が上昇するので、IGBT 8 のターンオフ損失も非常に小さい。

#### 【0031】

スナバコンデンサ 32 の電圧が上昇を続け、電源電圧  $E_1$  よりも高くなろうとする。コンデンサ 32 と変圧器 12 の 1 次巻線 12 p の漏れインダクタンスとからなる LC 回路に過渡電流が流れているので、スナバコンデンサ 32 の電圧は電源電圧  $E_1$  よりも高くなろうとするが、IGBT 10 に逆並列に接続されているフリーホイールダイオード 24 が導通して、IGBT 8 のコレクタ・エミッタ間電圧を直流電源 2 の電圧  $E_1$  にクランプするので、スナバコンデンサ 32 の両端間電圧は、直流電源 2 の電圧  $E_1$  よりも大きくなることはない。

#### 【0032】

IGBT 8、10 が各々導通状態あるいは非導通状態に切り替わる転流時には、変圧器 12 の漏れインダクタンスによって、また IGBT 8、10 が共に非導通状態にある休止期間には、平滑用リアクトル 18 のインダクタンスによって、ダイオード 14、16 が共に導通する期間が存在する。図 2 (h)、(i) にダイオード 14、16 の電流波形を示す。

#### 【0033】

ダイオード 14、16 が共に導通する期間には、変圧器 12 の 2 次巻線 12 s の電圧はゼロであるので、変圧器 54 の 2 次巻線 54 s a の電圧も、この期間には同様にゼロとなる。これにより、IGBT 10 が非導通状態に切り替わる時刻  $t_4$  において、変圧器 12 の 1 次巻線 12 p に変圧器 12 の漏れインダクタンスによる電圧振動が発生しても、変圧器 54 の 2 次巻線 54 s a には、この電圧振動は伝達されない。この電圧振動によるスナバコンデンサ 32 の不必要な充放電が防止されており、スナバコンデンサ 32 の蓄積エネルギーが効率よく、直流電源 2 に回収される。変圧器 54 の 2 次巻線 54 s a の電圧波形を図 2 (f) に示す。

#### 【0034】

IGBT 10 についても、IGBT 8 の場合と位相が 180 度異なる以外、同様に動作するので、詳細な説明は省略する。

## 【0035】

第2の実施の形態の電源装置を図3に示す。この実施の形態の電源装置は、回生経路50の第1の経路と第2の経路用とに個別に変圧器54a、54bを設けている。変圧器54a、54bは、1次巻線54ap、54bpを有し、これらは並列に接続され、変圧器12の2次巻線12sに接続されている。他の構成は、第1の実施の形態の電源装置と同様に構成されているので、同等部分には同一符号を付して、詳細な説明は省略する。

## 【0036】

第3の実施の形態の電源装置を図4に示す。この実施の形態の電源装置は、第1の実施の形態における変圧器12と変圧器54の鉄芯及び1次巻線を共用化したものである。変圧器54の2次巻線54saは、変圧器12の2次巻線12saに、変圧器54の2次巻線54sbは、変圧器12の2次巻線12sbにそれぞれ対応して置き換えられている以外、第1の実施の形態と同様に構成されている。同等部分には同一符号を付して、その説明を省略する。

## 【0037】

第3の実施の形態の電源装置に適用されている変圧器12の各コイル配置を示す構造の断面図を図5(a)に、その1次巻線12pと2次巻線12s間での漏れ磁束の分布状態を図5(b)に示す。

## 【0038】

1次巻線12p、2次巻線12s、2次巻線12sa、2次巻線12sbは、鉄芯13を中心として内側から1次巻線12pの1/2、2次巻線12sの1/2、2次巻線12sa、2次巻線12sb、2次巻線12sの残りの1/2、1次巻線12pの残りの1/2の順に同芯状に配置されているので、1次巻線12pと2次巻線12s間の漏れ磁束の影響を受けない位置に、2次巻線12sa、2次巻線12sbが存在する。

## 【0039】

第3の実施の形態の電源装置に適用される変圧器12の2次巻線12sは、図2(h)及び(i)に示されるダイオード14、16の電流波形において、ダイオード14、16が共に導通する期間では短絡されている。短絡された状態の2

次巻線 12s で挟まれた 2 次巻線 12sa、12sb は、2 次巻線 12s で拘束磁化されているので、IGBT10 が非導通状態に切り替わる時刻 t4 において、変圧器 12 の 1 次巻線 12p に発生する変圧器 12 の漏れインダクタンスによる電圧振動が、変圧器 12 の 2 次巻線 12sa に伝達されることが無く、この電圧振動に起因してコンデンサ 32 が不必要に充放電されることが防止できる。その結果、回生経路に変圧器 54 を用いる第 1 の実施の形態の電源装置と同様の効果が得られる。

#### 【0040】

第 4 の実施の形態の電源装置を図 6 に示す。この実施の形態の電源装置では、第 1 及び第 2 の半導体スイッチング素子として、IGBT8a、10a を使用し、第 1 及び第 2 の電流通過素子を有する直列回路として、IGBT8b、10b の直列回路を使用している。IGBT8a、8b は同相で動作し、IGBT10a、10b は、IGBT8a、8b と 180 度位相が異なる状態で動作する。第 1 の実施の形態の電源装置のスナバ回路 26、回生経路 50 と同様な、スナバ回路 26a、26b、28a、28b、回生経路 50a、50b が用いられている。これらによって、いわゆるフルブリッジ型のインバータが構成されている。第 1 の実施の形態の構成要素と同等部分には、同一符号の末尾に添え字 a または b を付して、その説明を省略する。

#### 【0041】

変圧器 12 の 1 次巻線 12p に直列に接続されているコンデンサ 70 は、1 次巻線 12p に直流成分が印加されるのを阻止するものである。

#### 【0042】

IGBT8a、8b が導通したとき、直流電源 2 の正極から電流が、IGBT8a、コンデンサ 70、変圧器 12 の 1 次巻線 12p、IGBT8b を介して直流電源 2 の負極に流れる。IGBT10a、10b が導通したとき、直流電源 2 の正極からの電流が、IGBT10b、変圧器 12 の 1 次巻線 12p、コンデンサ 70、IGBT10a を介して直流電源 2 の負極に流れる。

#### 【0043】

即ち、第 1 乃至 3 の実施の形態のハーフブリッジ型のインバータで構成される



ものと同じく、変圧器 12 の 1 次巻線 12 p には、交互に極性が変化する電流が流れる。この動作以外に、I G B T の数がハーフブリッジ型のインバータの倍になっていることによって、スナバ回路、回生経路の数が共に倍になっているが、個々の動作は、第 1 の実施の形態と同様であるので、詳細な説明は省略する。

#### 【0044】

上記の各実施の形態では、インバータが発生する高周波電圧を直流に変換して、直流電源として使用したが、これに限ったものではなく、例えばモータ等をインバータからの高周波電圧によって駆動することもできる。上記の実施の形態では、半導体スイッチング素子として I G B T を使用したが、これに代えてバイポーラトランジスタ、電力 F E T 等を使用することもできる。上記の実施の形態では、ダンピング回路として、抵抗器 66 とコンデンサ 68 の直列回路を使用した。場合によっては、これらを省略することもできる。また、平滑用リアクトル 18 と負荷 20 の接続点と変圧器 12 の中点にコンデンサを入れる場合もある。

#### 【0045】

##### 【発明の効果】

以上のように、本発明によれば、高周波スイッチングされる半導体スイッチング素子が、非導通となるときに、その電圧上昇を抑えるために設けられたスナバコンデンサの電荷を、その高周波スイッチング素子が導通時に電源側に回生する回生経路を設けているので、インバータの効率を向上させることができる上に、電荷を消費させるための大型の抵抗器が不要となり、インバータを小型化することができる。

##### 【図面の簡単な説明】

#### 【図 1】

本発明の第 1 の実施の形態の電源装置の回路図である。

#### 【図 2】

図 1 の電源装置の各部の波形図である。

#### 【図 3】

本発明の第 2 の実施の形態の電源装置の回路図である。

#### 【図 4】

本発明の第 3 の実施の形態の電源装置の回路図である。

【図 5】

図 4 の電源装置に使用する変圧器の巻線構造と磁束分布とを示す図である。

【図 6】

本発明の第 4 の実施の形態の電源装置の回路図である。

【図 7】

従来の電源装置の回路図である。

【符号の説明】

2 直流電源

4、6 コンデンサ（電流通過素子）

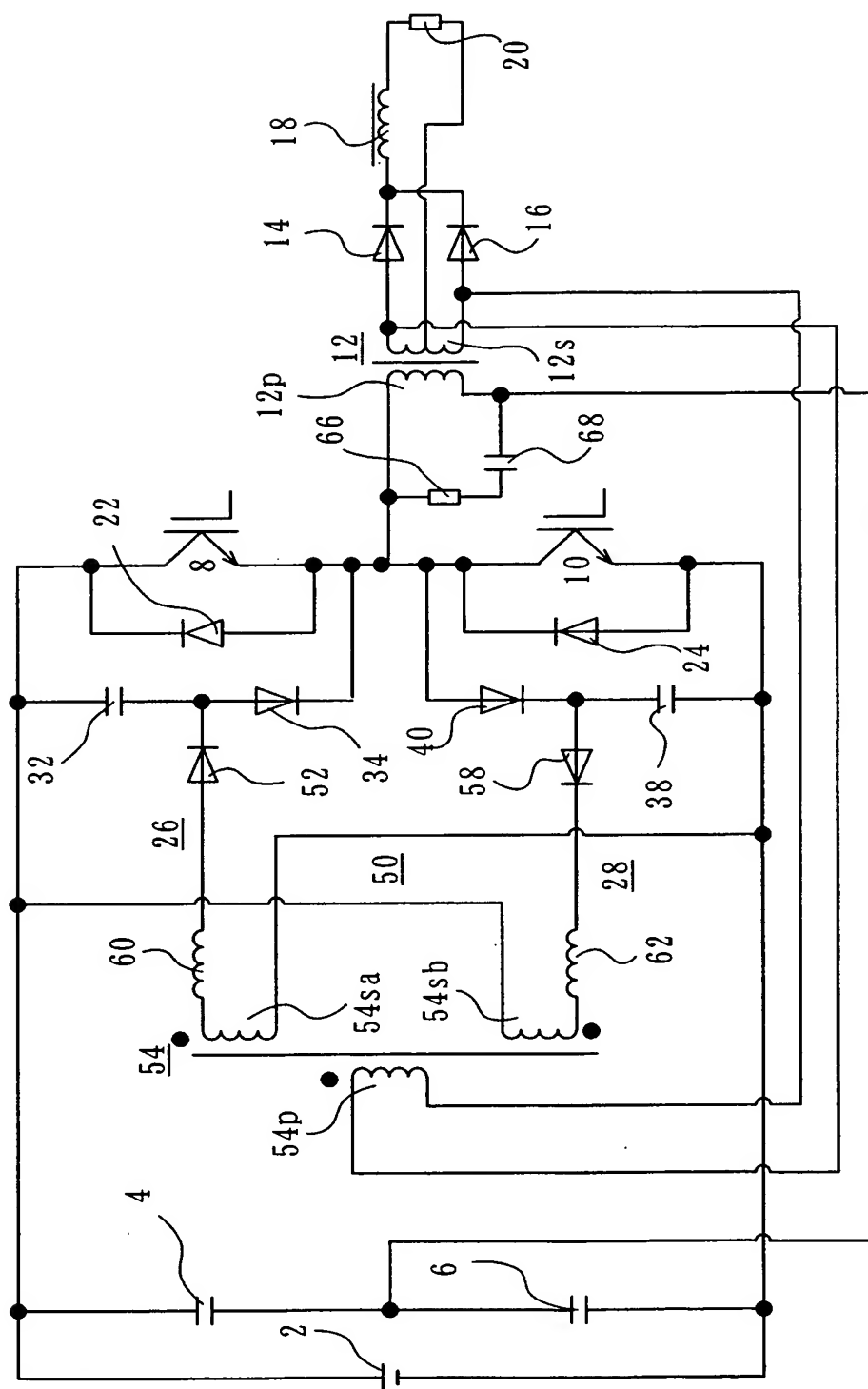
8、10 IGBT（第 1 及び第 2 の半導体スイッチング素子）

20 負荷

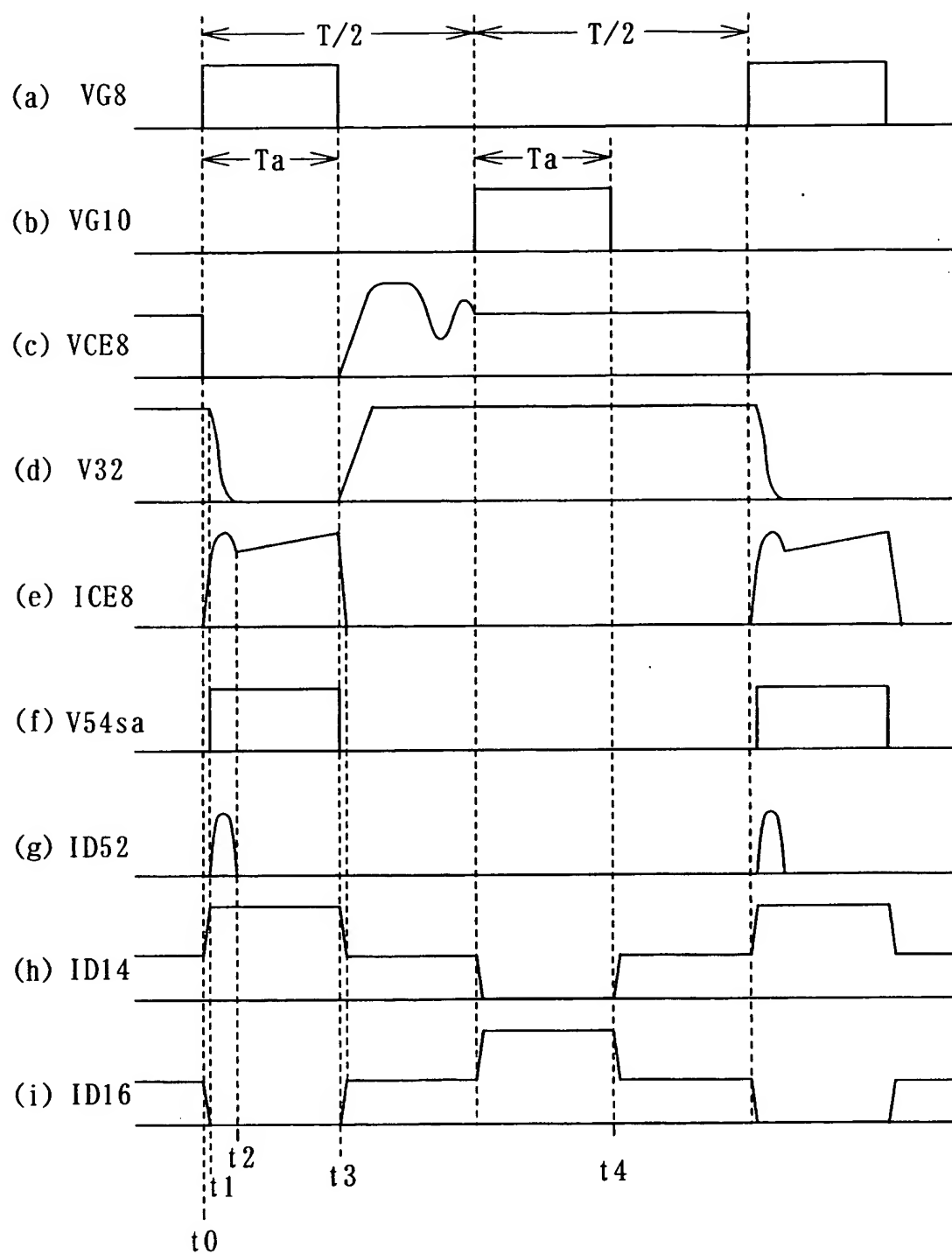
50 回生経路

【書類名】 図面

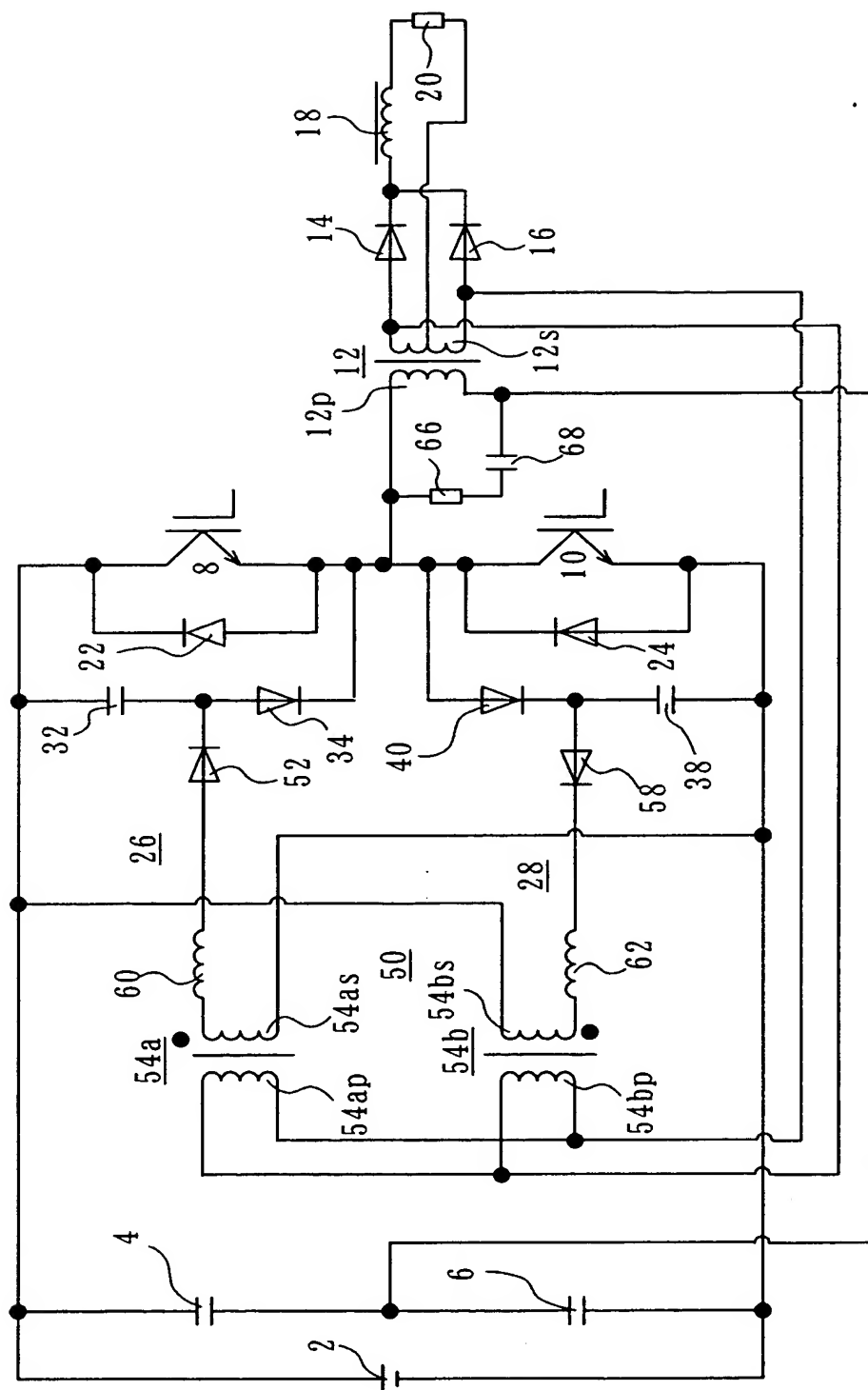
【図 1】



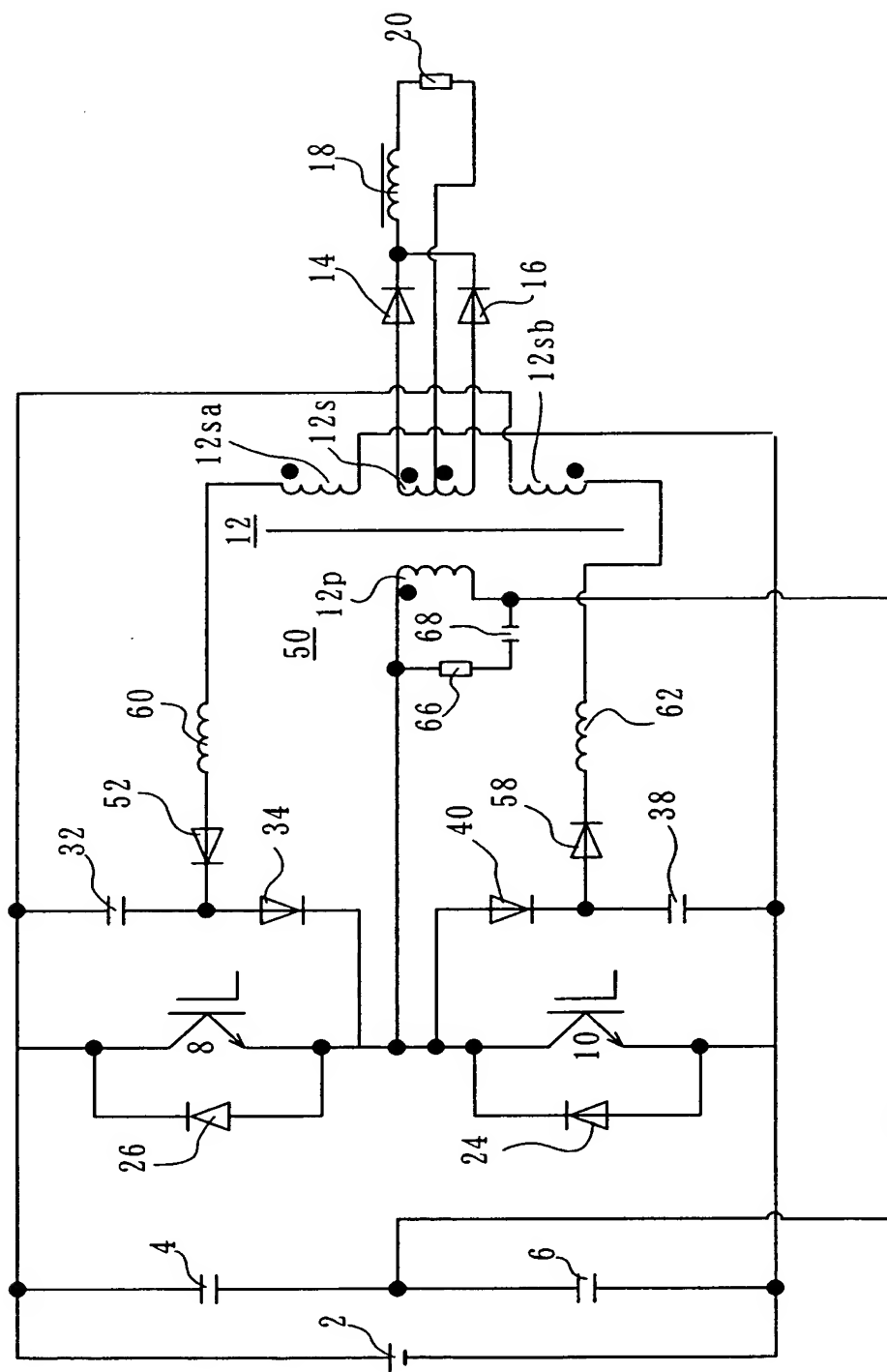
【図 2】



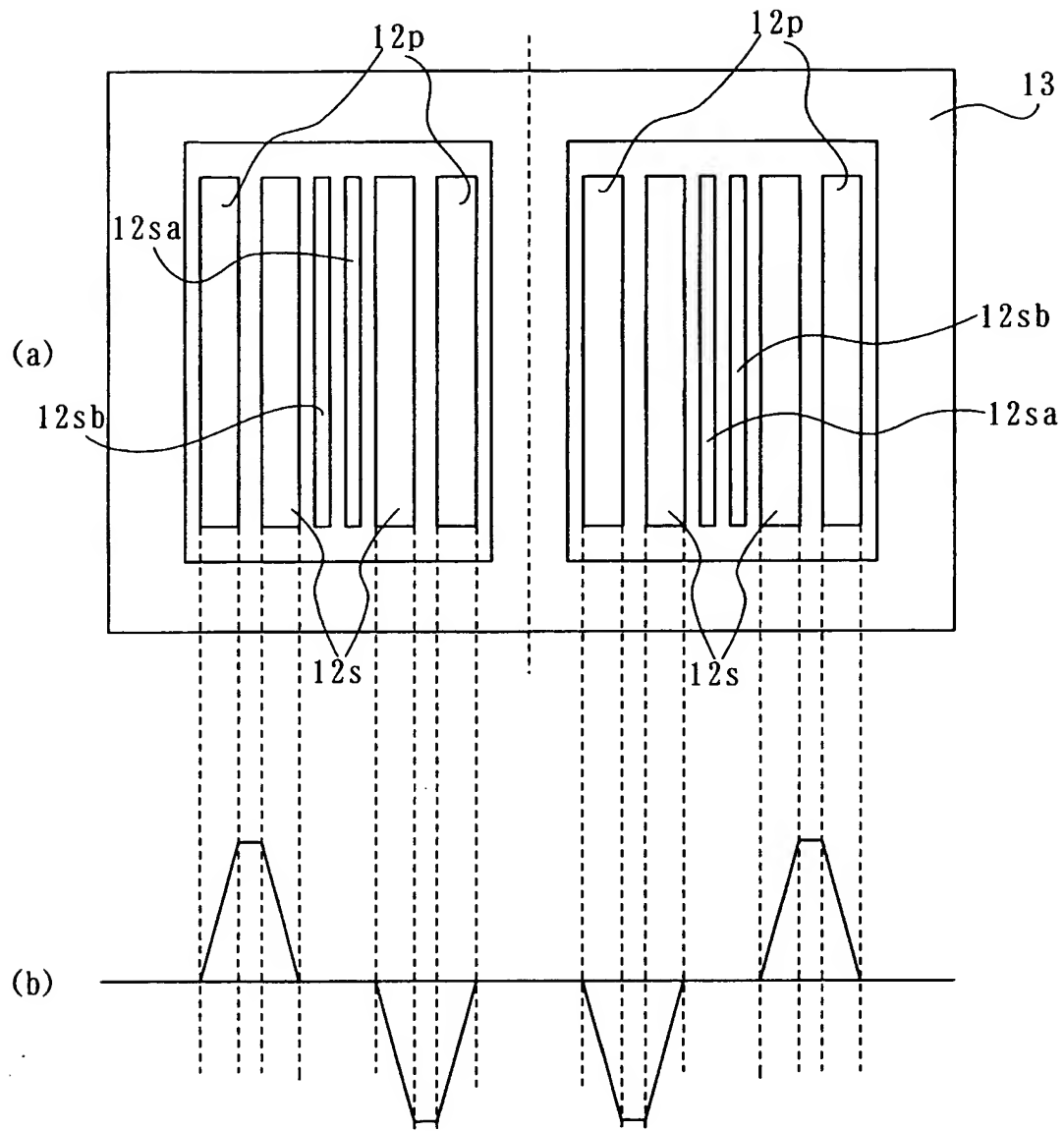
【図 3】



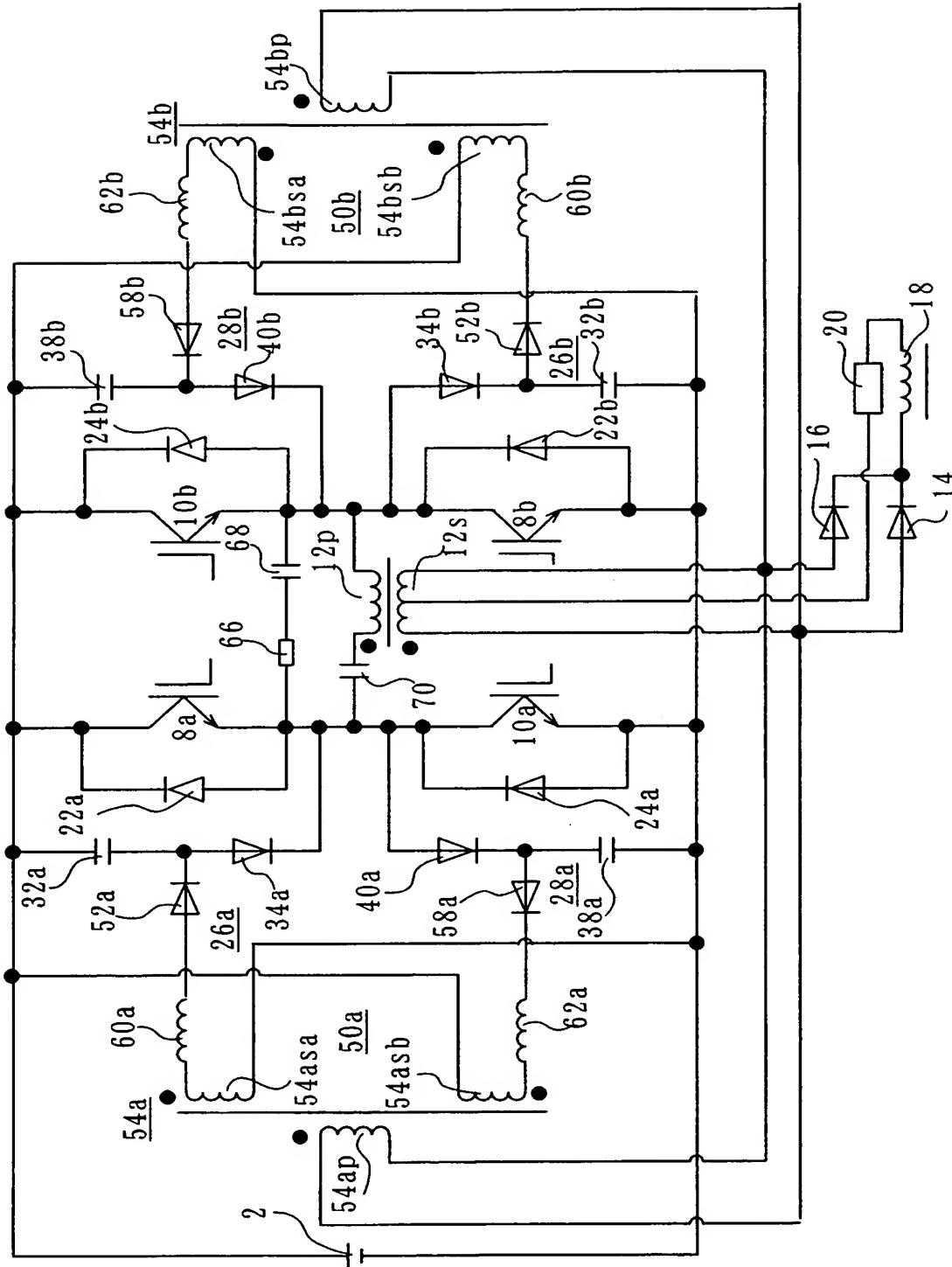
【図 4】



【図 5】

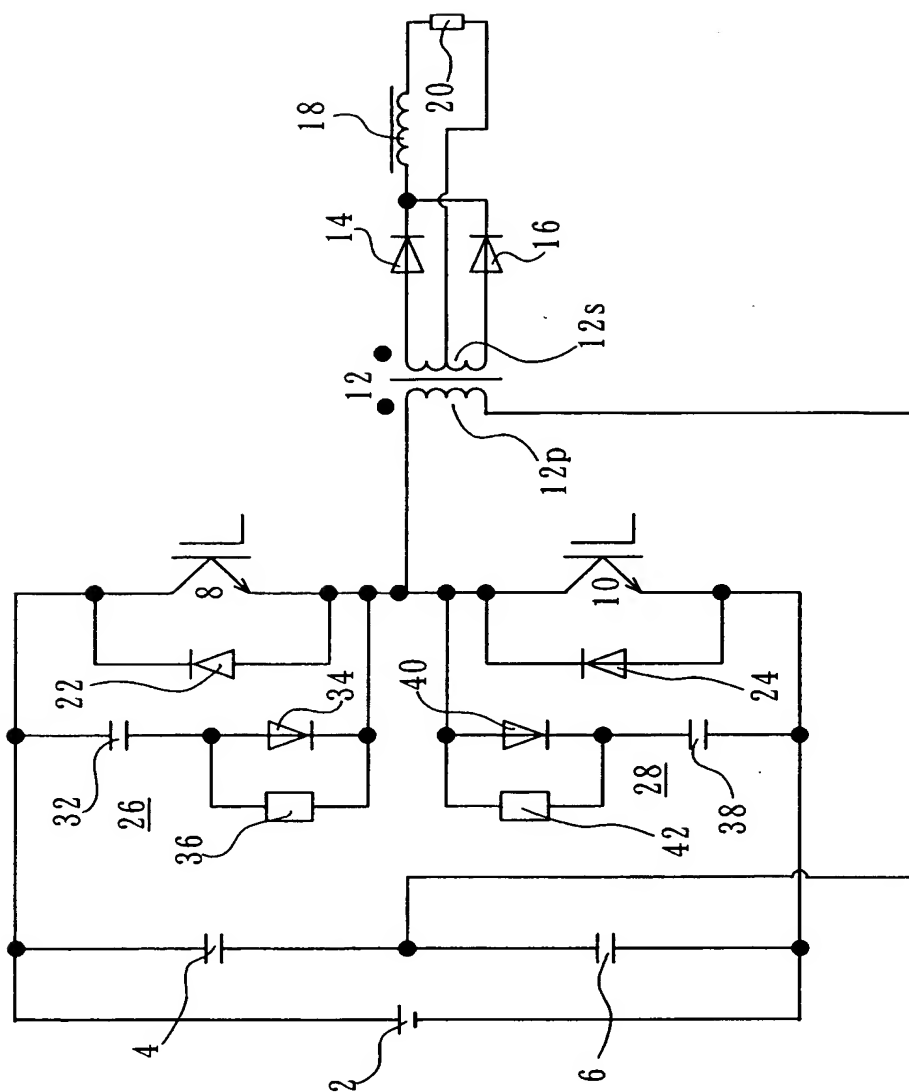


【図 6】





【図 7】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 電源装置の効率を向上させると共に、小型化を図る。

【解決手段】 直流電源 2 の両端間に直列にコンデンサ 4、6 が接続されている。直流電源 2 の両端間に直列に IGBT 8、10 が接続され、交互に導通する。コンデンサ 4、6 の相互接続点と、IGBT 8、10 の相互接続点との間に変圧器 12 が接続されている。IGBT 8、10 に並列にスナバコンデンサ 32、38 が接続され、これに直列に且つ IGBT 8、10 が非導通時にスナバコンデンサ 32、38 を充電する方向性にダイオード 34、40 が接続されている。スナバコンデンサ 32 とダイオード 34 との相互接続点と、直流電源 2 との間に変圧器 54 の 2 次巻線 54sa が接続され、IGBT 8 が導通しているとき、変圧器 12 の 2 次電圧を変換して、供給する。スナバコンデンサ 38 とダイオード 40 との相互接続点と、直流電源 2 との間に変圧器 54 の 2 次巻線 54sb が接続され IGBT 10 が導通しているとき、変圧器 12 の 2 次電圧を変換して供給する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 0 5 7 0 6 0

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [ 0 0 0 1 4 4 3 9 3 ]

1. 変更年月日 1 9 9 8 年 1 1 月 1 1 日

[変更理由] 住所変更

住 所 大阪府大阪市東淀川区西淡路 3 丁目 1 番 5 6 号

氏 名 株式会社三社電機製作所